

⑨ 日本国特許庁 (JP) ⑩ 特許出願公開  
 ⑫ 公開特許公報 (A) 昭59-144364

⑤Int. Cl.<sup>3</sup>  
 H 02 M 3/10  
 H 02 P 13/32

識別記号

府内整理番号  
 6957-5H  
 6945-5H

⑪公開 昭和59年(1984)8月18日

発明の数 1  
 審査請求 未請求

(全 8 頁)

⑥スイッチング電源装置

⑦特 願 昭58-18324  
 ⑧出 願 昭58(1983)2月7日  
 ⑨発明者 津屋直紀  
 鎌倉市上町屋325番地三菱電機

株式会社鎌倉製作所内

⑩出願人 三菱電機株式会社  
 東京都千代田区丸の内2丁目2  
 番3号  
 ⑪代理人 弁理士 葛野信一 外1名

明細書

1. 発明の名称

スイッチング電源装置

2. 特許請求の範囲

入力電圧をオン、オフするスイッチと、前記スイッチによりオン、オフされた信号をLCフィルタで平滑して出力電圧を得るスイッチング電源回路と、前記スイッチング電源回路のLCフィルタ中のインダクタの電流を検出する電流検出回路と、前記スイッチング電源回路と、前記スイッチング電源回路の出力電圧を検出する電圧検出回路と、前記電流検出回路および電圧検出回路の出力を受け、前記スイッチのオン、オフ時間を利用してバルス巾変調回路とを備え、上記バルス巾変調回路の出力により前記スイッチング電源回路のスイッチを制御とするスイッチング電源装置。

3. 発明の詳細な説明

この発明はスイッチング電源装置の改良に係り、出力電圧を一定にする制御系を、その安定性をより多く広帯域化し、それによって出力インピー-

ダンスを低減し、かつ特定の周波数で極大となるピークを生じないようにしたスイッチング電源装置を提供しようとするものである。

オ1 図は従来の一般的なスイッチング電源装置の電圧安定化のための帰還制御系のブロック図を示すもので、図において、(1)は電圧検出回路、(2)は基準電圧、(3)は加算器、(4)は誤差電圧増幅器、(5)はバルス巾変調回路、(6)はスイッチ、(7)は平滑フィルタ、(8)は出力電圧、(9)は入力電圧、また、1は誤差信号、ロは制御信号、ヘはオン・オフ信号、ニはスイッチ出力電圧、ホは帰還路である。

まず、オ1 図に基づいて、一般的なスイッチング電源の電圧安定化の原理を説明する。ここでは説明の便宜上、スイッチ(6)の動作から順に述べる。スイッチ(6)はスイッチング・トランジスタ、トランジスタまたはインダクタ整流ダイオード等より構成されており、オン・オフ信号ヘによってスイッチのオン・オフがなされ、入力電圧(9)およびスイッチ(6)の構成で決定されるスイッチ出力電圧ニを発生する。オン・オフ信号ヘにはデジタル信号であ

り、スイッチ出力電圧(2)はパルス状の電圧であるため、これを平滑フィルタ(7)で平滑し、直流の出力電圧(8)を得る。

入力電圧(9)、あるいは出力電圧(8)に接続される負荷、あるいは環境温度による出力電圧(8)の変動を防止するため、出力電圧(8)を検出し、オン・オフ信号へに帰還をかける帰還制御系を構成する。帰還制御系の構成は次の通りである。

出力電圧(8)は電圧帰還路(1)を経て、電圧検出回路(11)に入力される。

電圧検出回路(11)は基準電圧(2)、加算器(13)、誤差電圧増幅器(14)からなり、出力電圧(8)は加算器(13)により基準電圧(2)との差である誤差信号となり、ついで誤差電圧増幅器(14)により増幅されて制御信号(15)となる。制御信号(15)はパルス巾交調回路(16)に入り、デジタルのオン・オフ信号となる。ここで出力電圧(8)の上昇に対して、オン・オフ信号(15)のオフを指示する時間の割合が長くなる様にすれば、出力電圧(8)は入力電圧(9)の変動、あるいは出力電圧(8)に接続される負荷の変動、あるいは環境

温度の変化による各要素の特性の変動によらず、ほぼ一定にする事ができる。その程度は帰還制御系を構成する要素の特性で決まる。

スイッチング電源の各要素は、ある定常動作状態からの減少変位を考えると、オ2回の周波数特性を有している。

オ2回において要素Ⅰは誤差電圧増幅器(14)の特性で、通常1次遅れ要素の特性であり、 $K_1$ は直流通路、 $T_1$ は時定数を表わす。

要素Ⅱはパルス巾交調回路(16)の特性で、制御信号口をスイッチングのデューティ信号へに変換する。ここでデューティ信号とは、オン・オフ信号(15)において、オン指示時間とオフ指示時間の和で割った値である。要素Ⅲはスイッチ(6)の特性で、入力電圧(9)の電圧  $V_{in}$  と、トランジストの昇圧比  $N$  の積である。なお厳密には更にスイッチング周期程度の無駄時間要素の積となるが、通常スイッチング周波数より低い周波数では無視できるのでここでは以下省略する。Ⅳは平滑インダクタ、Ⅴは平滑コンデンサでこれらはオ1回の平滑

フィルタ(7)を構成している。

スイッチング電源が必ず平滑インダクタⅣと平滑コンデンサⅤから成る平滑フィルタ(7)を有する事が、制御系設計の際の重要な制約条件となっている。以下従来の制御系の設計法、方式について述べる。

オ2回において、系の一巡伝達函数  $T(s)$  は

$$T(s) = \frac{K_1}{1+s \cdot T_1} \times K_2 \times N \cdot V_{in} \times \frac{1}{1+s^2 \cdot L \cdot C} \quad \dots \dots \dots (1)$$

と表わされる。ここでⅣは平滑インダクタⅣのインピーダンス、Cは平滑コンデンサⅤの容量である。一方、出力インピーダンス Z(8) は、オ3回において出力電圧(8)の変動分と負荷電流の変動分の比と定義され

$$Z(s) = \frac{Z_C // Z_L // R_L}{1 + T(s)} \quad \dots \dots \dots (2)$$

と表わされる。ここで  $Z_C$  は平滑コンデンサⅤのインピーダンス、 $Z_L$  は平滑インダクタⅣのインピーダンス、 $R_L$  は出力電圧(8)に接続される抵抗

負荷Ⅵの抵抗値である。また、記号 // はインピーダンスの並列接続を表わす。

出力インピーダンスは負荷電流Ⅵが変化した時に出力電圧(8)に生じる変動を示す指標であり、低くかつ周波数に依存性が少ない特性が好ましい。それゆえ電源の設計に於ては、一巡伝達函数  $T(s)$  を十分大きくして、出力インピーダンスを低減せねばならない。

ところで、以上の議論が成立する前提として、この帰還制御系は不安定なものであつてはならず、自動制御理論で導びかれている安定条件を満足していかなければならない。

安定条件には数学的に等価をいくつかの方法が知られているが、ここでは説明の便宜上、簡易ボーデの判定法に従って説明する。ボーデの方法によれば、制御系の一巡伝達函数  $T(s)$  の絶対値が 1 となる時、位相が  $180^\circ$  を越えていない事が安定の条件である。一巡伝達函数  $T(s)$  の絶対値が 1 となる周波数をクロスオーバー周波数と称し、制御系の帯域(の上限)と一致する。またクロス

オーバー周波数における位相と  $180^\circ$  との差は位相余裕といい、安定度の目安となる指標の1つである。

前述の(1)式によれば、スイッチング電源の制御系の一巡伝送函数  $T(S)$  には必ず LC フィルタによる2次連れ込み要素が含まれており、LC フィルタの共振周波数以上での周波数では  $T(S)$  の位相遅れは原理的に  $180^\circ$  となり、例えば提案回路の帯域が十分広く ( $T_s$  が小さい) でも位相余裕がきわめて少なくなり実用に適さない。

そこで、従来より行なわれていた方法は、連れ込み補償による方法で、オ3回の図の前向き要素として連れ込み要素を挿入していた。オ4回に連れ込み要素の構成例を示す。オ4回において物、図は抵抗、図はコンデンサである。オ5回にはオ4回に示す連れ込み要素の周波数特性を示す。オ5回(a)は両対数目盛で表わした利得特性図、オ5回(b)は周波数のみ片対数目盛で表わした位相特性図である。なお以後、利得、位相については全てこの目盛で示すことにする。オ5回の位相遅れ

部分。つまりオ5回(b)で位相が  $0^\circ$  から  $-90^\circ$  へ向う周波数が LC 平滑フィルタ(7)の共振周波数  $f_x$  に一致する様にオ4回の連れ込み要素を設計して系内に挿入すると、一巡伝送函数  $T(S)$  はオ6回(a) (b)の利得、位相特性となる。比較のためオ6回(c) (d)には連れ込み要素がない場合の  $T(S)$  の利得、位相特性を示す。図中  $f_x$  は LC の共振周波数、 $f_o$  はクロスオーバー周波数を示す。オ6回から明らかに連れ込み要素の効果により  $f_x$  から  $f_o$  での位相が  $180^\circ$  より進められ、位相余裕が生じて安定化系となつた事が判る。この時の出力インピーダンスは前述のオ(2)式よりオ7回の形状になる。

ところで、スイッチング電源の制御系のクロスオーバー周波数  $f_o$  はいくらでも高くできるわけではない。クロスオーバー周波数がスイッチング周波数に近づくと、出力電圧に生じているスイッチング周波数成分のリップル電圧が制御系内に取込まれ、発振や乱調を生じ易くなる。理論および経験によると、クロスオーバー周波数は一般にスイッチング周波数の数十分の一程度が実際上の上

限であり、最も良好なもので  $1/10 \sim 1/20$  程度に近しか高くできない。また、一般的に平滑フィルタの共振周波数  $f_x$  はクロスオーバー周波数  $f_o$  の数分の1程度の事が多い。これは  $f_x$  を小さくするには大きい平滑インダクタ図、平滑コンデンサ図が必要になって寸法、質量、価格が増すためであり、逆に  $f_x$  を大きくしようとすると、平滑コンデンサ図を小さくした場合には出力電圧のリップルが増え、また平滑インダクタ図を小さくした場合にはスイッチング素子の電流が増えるためである。

従って共振周波数  $f_x$  での一巡伝送函数  $T(S)$  の値は共振によるピークを除いて数倍程度になる様に連れ込み要素を設計せねばならない。このとき  $T(S)$  の  $f_x$  より低周波側における特性は、連れ込み要素の零点 (零点は2つあるが、その高い周波数の方) まで  $20 \text{dB/decade}$  の傾きで周波数とともに減少し、そこから連れ込み要素のもう1つの零点までの間で利得は極小値をとる。

従って  $T(S)$  の直流利得を高くして出力インピーダンスを低減しようとする場合には、連れ込み要素の零点間ににおける  $T(S)$  の値を数倍程度にするために連れ込み要素の極 (極は2つあるが、その低い周波数の方) を低くする必要がある。出力電圧の応答が遅くなる。

また、以上は制御系の各要素が不变の場合を述べたが、例えば入力電圧  $V_{in}$  の値  $V_{in}$  が変動する様を場合には、 $T(S)$  の利得が変るので、最大の  $V_{in}$  に対して上述の設計を行わねばならないので、入力電圧  $V_{in}$  が低下した場合には全体の一巡伝送函数  $T(S)$  の利得が低下する。この場合最も問題になるのが、出力インピーダンス特性であって、元々連れ込み要素の利得が極小となっている周波数域で  $T(S)$  の利得は更に低下して1に近づき、場合によつては1より小さくなるために、出力インピーダンスを表わすオ(2)式に於てその分母 ( $1 + T(S)$ ) の絶対値に複雑に変化する極小値が生じ、出力インピーダンスにピーク状の極大値が生じる。

また極周波数が下ることから応答速度も遅くなる。

この様な一巡伝送函数  $T(S)$  と出力インピーダン

特開昭59-144364 (4)

オ 9 図において(1)～(6), (8)～(9), (10)～(11)はオ 1 図と同じ。即ち電流検出回路である。オ 9 図に示すスイッティング電源の各要素の周波数特性はオ 10 図となる。オ 10 図において(18), (19)～(20)はオ 2 図およびオ 3 図と同じ。即ち電流検出回路の特性。トは平滑インダクタの電流、チは電流帰還路である。

以上述べた様に従来行なわれてきた連れ込み要素を用いる制御系の補償では出力インピーダンスの低減および応答速度の向上には限度があり、一般に応答は遅く、出力インピーダンスが動作条件によって変動し、特に極大値を生じやすい等の欠点があった。

なおクロスオーバー周波数  $f_c$  より高い周波数における出力インピーダンスはほぼ平滑コンデンサのインピーダンス  $Z_C$  と一致し、制御系の構成とは直接関係しない。

この発明によるスイッティング電源装置は、前述の性能限界および欠点を除去したもので、その目的は連れ込み要素補償を用いる事なくループゲインの安定条件を満足せしめ、出力インピーダンスを低減し、更に入力電圧変動の影響を抑圧して出力インピーダンスの極大値の除去、応答速度の向上を達成するものである。

以下、この発明を図面により詳述する。

オ 9 図はこの発明の一実施例を示すものである

この方式においては、オ 2 図に示した従来の方式の様に出力電圧(8)の帰還回路を構成すると同時に、平滑インダクタ(3)の電流トを電流検出回路(6)で検出し、電流帰還路チを介してオン・オフ信号へに帰還する局所的な帰還ループ(マイナー・ループ)を構成して、LC フィルタにて生じている  $180^\circ$  の位相遅れを補償し、制御系の広帯域、高利得化を達成し、低くかつ極大値の生じない出力インピーダンス特性と速い応答速度を得ようというものである。

この原理を説明するために、オ 10 図から LC フィルタ部分のみを抜出したオ 11 図において、スイッチ出力電圧ニからインダクタ電流トへの伝達函

数  $G_1(S)$  と、インダクタ電流トから出力電圧(8)への伝達函数  $G_2(S)$  を求めると、それぞれ次の様になる。

$$G_1(S) = \frac{1}{R_2} \times \frac{1 + S C R L}{S^2 L C + \frac{L}{R_2} S + 1} \quad \dots \dots \dots (3)$$

$$G_2(S) = R_2 \times \frac{1}{1 + S C R L} \quad \dots \dots \dots (4)$$

オ 12 図の周波数特性をオ 13 図に示す。

オ 10 図の電流帰還路チで形成されるマイナー・ループの一連伝達函数  $T_M(S)$  は

$$T_M(S) = K_2 \times K_3 \times (N, V_{in}) \times G_1(S)$$

と表わされ、オ 12 図の  $G_1(S)$  の形状からこのマイナー・ループは  $90^\circ$  の位相余裕を持って安定である。また、マイナー・ループ全体の閉ループ伝達函数  $G_M(S)$  は

$$G_M(S) = \frac{K_2 \times (N, V_{in}) \times G_1(S)}{1 + T_M(S)} \quad \dots \dots \dots (5)$$

となる。 $G_M(S)$  の周波数特性をオ 14 図(a)に示す。

マイナー・ループの効果により、 $G_1(S)$  がクロスオーバー周波数  $f_c$  の上まで平坦な特性となり、位相遅れは  $0^\circ$  となる。この平坦部の利得  $G_M$  は前述のオ(5)式で  $T_M(S) \gg 1$  と近似する事により

$$G_M \approx \frac{K_2 \cdot N, V_{in}, G_1(S)}{K_3 \cdot K_2 \cdot N, V_{in}, G_1(S)} = \frac{1}{K_3} \quad \dots \dots \dots (6)$$

である。従って  $K_3$  は、丁度クロスオーバー周波数でループ全体のループゲインがクロスオーバーする値に設計せねばならない。もしその時  $T_M(S) \gg 1$  が達成できない場合には、マイナー・ループの前向き要素(たとえば  $K_2$ )の利得を高くする必要がある。なおいずれにしても、帰還路トには直流通分を遮断するフィルタを含めた方が、出力電圧(8)の直流通定性が優れている。このようにした時の  $G_M(S)$  の形状をオ 14 図(b)に示す。 $T_P$  は直流遮断フィルタの遮断周波数である。

この場合、ループ全体の一連伝達函数  $T'(S)$  は

$$T'(S) = \frac{K_1}{1 + S, T_P} \cdot G_M(S) \cdot G_2(S) \quad \dots \dots \dots (7)$$

と表わされる。 $T'(S)$  の周波数特性をオ 15 図に示

$$Z(S) = \frac{Z_C // R_L}{1 + T(S)} \quad \dots \quad (9) \text{ (フィルタの遮断周波数以上の周波数) マイナー。ループのフィルタの遮断周波数以下では、マイナー。ループなしの場合と同じとなる。}$$

オ15図(a)は利得、(b)は位相を示す。この系は十分な位相余裕を有しており安定である。つまり、元来オ1図においてLC平滑フィルタ(7)は、各々が一次連れであるG<sub>1</sub>(S)とG<sub>2</sub>(S)の積であり、合計すれば位相遅れが180°ある二次連れ要素となつて、そのまま帰還しては不安定になつたが、この発明で実施した如く、マイナー・ループを設ける事によってG<sub>1</sub>(S)をクロスオーバ周波数f<sub>c</sub>以上まで平坦な特性であるG<sub>M</sub>(S)に変形して位相遅れを0にする事により、全系の位相遅れがG<sub>2</sub>(S)による90°のみとなって安定を保つ。

オ15図(c)(d)には比較のため、従来の連れ込み補償を用いた場合のT(S)の利得、位相特性を示すが、この発明の方式の方が高利得であり、応答も速い。

次にオ10図において出力インピーダンスZ'(S)を求めると、次式となる。

$$Z'(S) = \frac{Z_C // R_L // Z_L}{1 + T(S)} \quad \dots \quad (8) \text{ (フィルタの遮断周波数以下の周波数) }$$

(15)

応答を速めるとともに、全周波数域にわたつて低い出力インピーダンスを達成できるので、スイッティング電源の性能向上と用途の拡大に効果がある。

#### 4. 図面の簡単な説明

オ1図は従来の一般的なスイッティング電源装置のブロック図、オ2図は各要素の周波数特性を示すブロック図、オ3図は出力インピーダンスの周波数特性を導びくためのブロック図、オ4図は連れ込み要素を示す回路図、オ5図は連れ込み要素の周波数特性を示す概略図、オ6図～オ8図は従来の方式の周波数特性とその効果を示す概略図、オ9図はこの発明のスイッティング電源装置のブロック図、オ10図は各要素の周波数特性を示すブロック図、オ11図はLCフィルタを説明する回路図、オ12図～オ13図はLCフィルタの周波数特性を示す概略図、オ14図～オ16図はこの発明の効果を説明するための概略図である。

図中(1)は電圧検出回路、(2)は過準電圧、(3)は加算器、(4)は誤差電圧増幅器、(5)はパルス巾変調回路、(6)はスイッター、(7)は平滑フィルタ、(8)は出力

数f<sub>P</sub>以上の周波数)マイナー。ループのフィルタの遮断周波数以下では、マイナー。ループなしの場合と同じとなる。オ16図(a)に出力インピーダンスZ'(S)の周波数特性を示す。比較のためオ16図(b)に従来の連れ込み補償を用いた場合の出力インピーダンス特性を示すが、この発明の方が低インピーダンスを達成できる。

更に、この発明においては、マイナー・ループの中に入力電圧V<sub>in</sub>のが含まれている事から、V<sub>in</sub>の変動の影響はマイナー・ループの効果によって、マイナーループの閉ループ伝達函数G<sub>M</sub>(S)に現われない。それ故入力電圧V<sub>in</sub>に依存して変動する事のない安定したクロスオーバー特性が得られ、帯域を最大限に拡大する事ができる。また出力インピーダンスも安定であり、従来の環など特性を生じない。

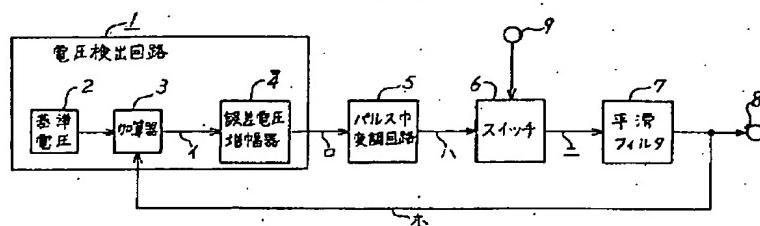
この発明は以上の様にスイッティング電源の制御系の帯域を拡大し、利得を高め、また入力変動の影響を抑止する事によって、スイッティング電源の

電圧、(9)は入力電圧、(10)は誤差電圧増幅器(4)の周波数特性、(11)はパルス巾変調回路(5)の周波数特性、(12)はスイッター(6)の周波数特性、(13)は平滑インダクタ、(14)は平滑コンデンサ、(15)は負荷電流、(16)は抵抗負荷、(17)は抵抗、(18)はコンデンサ、(19)は電流検出回路、(20)は電流検出回路の周波数特性である。

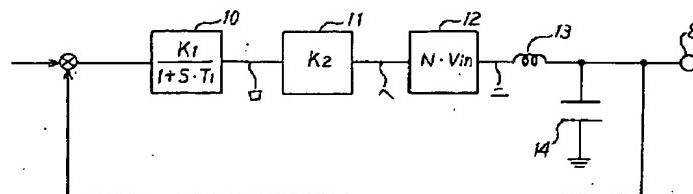
なお、図中同一あるいは相当部分には同一符号を付して示してある。

代理人 墓野信一

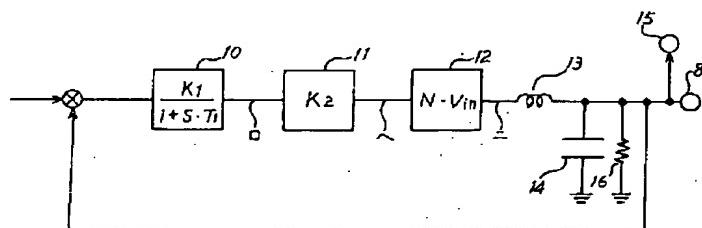
第 1 図



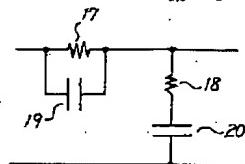
第 2 図



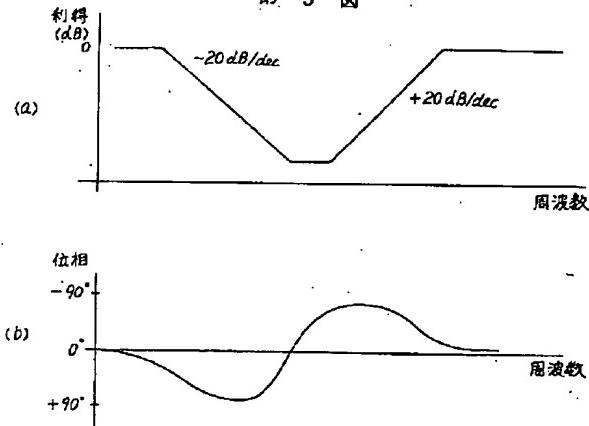
第 3 図



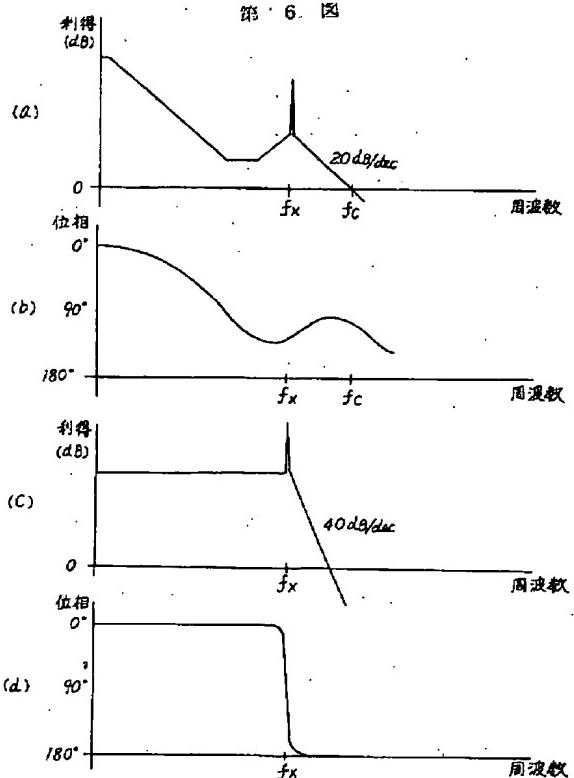
第 4 図



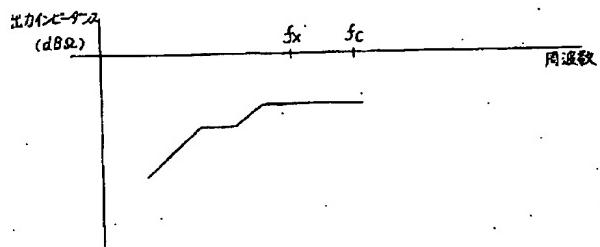
第 5 図



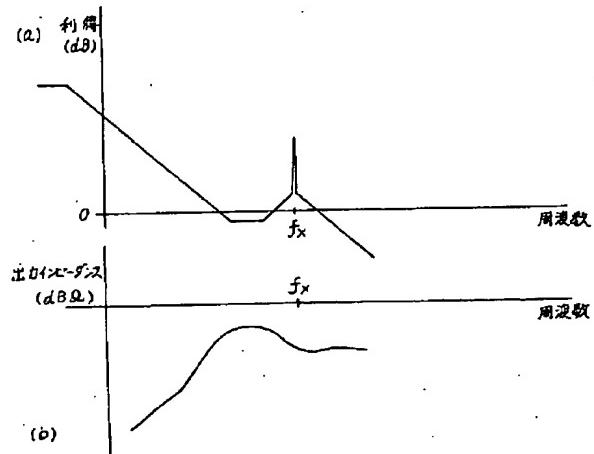
第 6 図



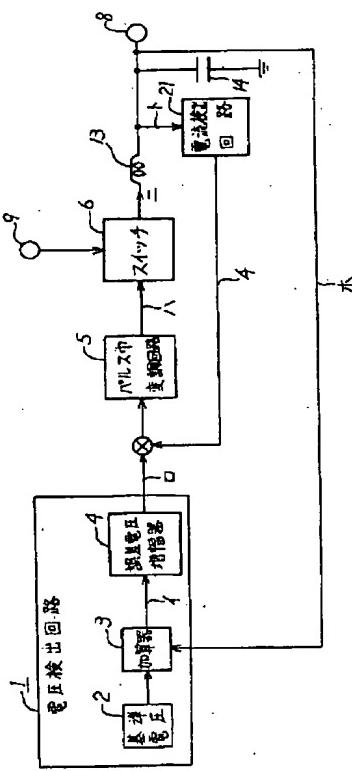
第7図



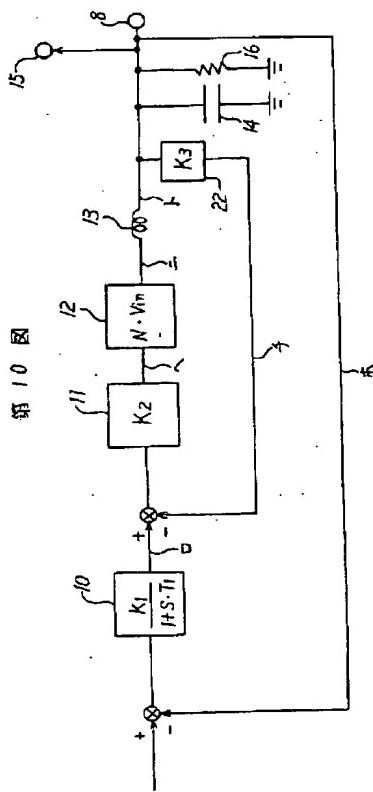
第8図



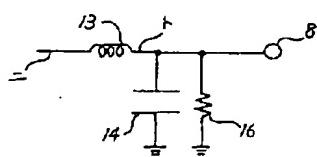
第9図



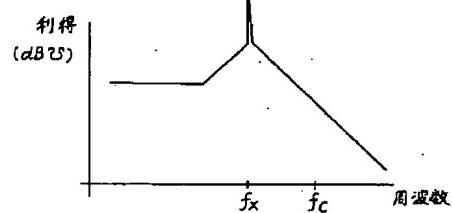
第10図



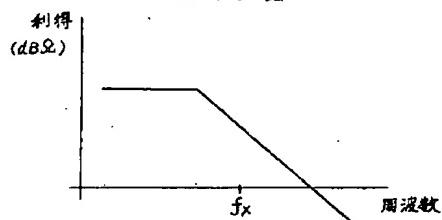
第 11 図



第 12 図

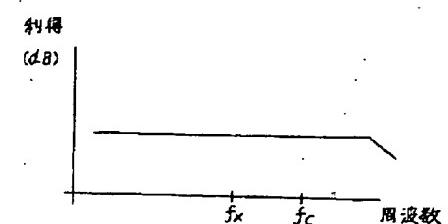


第 13 図

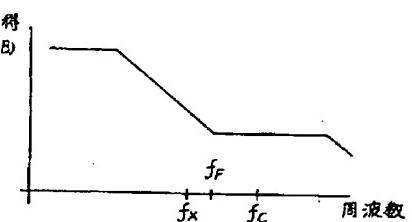


第 14 図

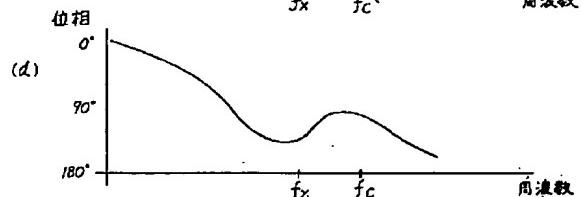
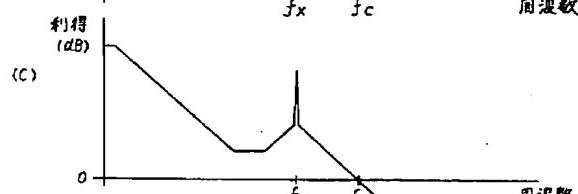
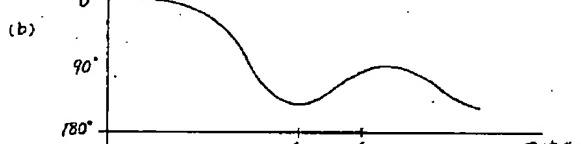
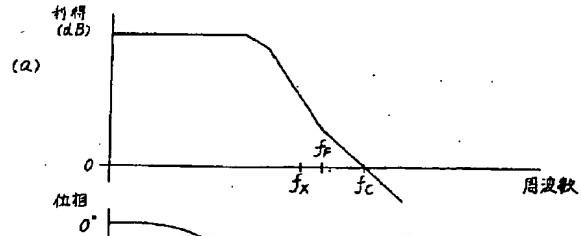
(a)



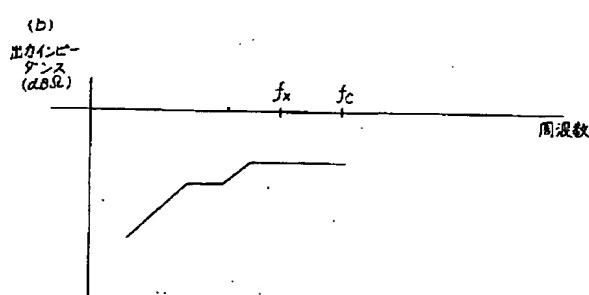
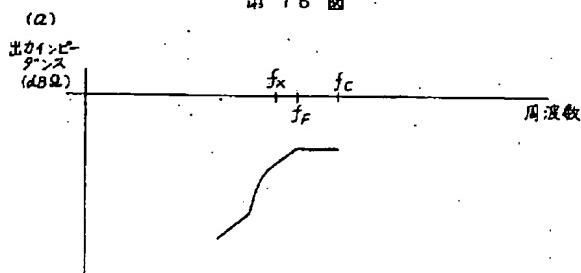
(b)



第 15 図



第 16 図



昭 62. 7. 20 発行

手 案 補 正 書

昭和 62 年 3 月 9 日

特許庁長官殿

1. 事件の表示 特願昭 58-18324 号



2. 発明の名称

スイッチング電源装置

3. 補正をする者

事件との関係 特許出願人  
住所 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号  
名称 (601) 三菱電機株式会社  
代表者 志岐 守哉

4. 代理人

住所 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号  
三菱電機株式会社内  
氏名 (7375) 井理士 大岩 増雄  
(連絡先 03(213)3421特許部)

方 式 番 号

168



5. 補正の対象

明細書の特許請求の範囲の欄

6. 補正の内容

明細書の特許請求の範囲を別紙のとおり補正する。

以上

特許請求の範囲

入力電圧をオン、オフするスイッチと、前記スイッチによりオン、オフされた信号を L/O フィルタで平滑して出力電圧を得るスイッチング電源回路と、前記スイッチング電源回路の L/O フィルタ中のインダクタの電流を検出する電流検出回路と、前記スイッチング電源回路と、前記スイッチング電源回路の出力電圧を検出する電圧検出回路と、前記電流検出回路および電圧検出回路の出力を受け、前記スイッチのオン、オフ時間を制御するパルス巾変調回路とを備え、上記パルス巾変調回路の出力により前記スイッチング電源回路のスイッチを特徴とするスイッチング電源装置。

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 59-144364  
(43)Date of publication of application : 18.08.1984

(51)Int.Cl.

H02M 3/10  
H02P 13/32

(21)Application number : 58-018324  
(22)Date of filing : 07.02.1983

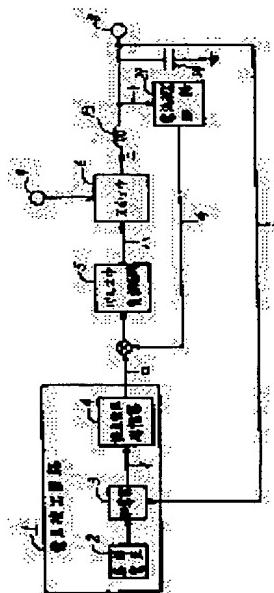
(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP  
(72)Inventor : TSUYA NAKI

## (54) SWITCHING POWER SOURCE

## (57)Abstract:

PURPOSE: To improve the responding speed by controlling a pulse width modulator by the output of a current detector without using a delay/advance element compensation, thereby increasing the band of a control system.

CONSTITUTION: A switching power source turns ON and OFF an input voltage 9 by a switch 6, and outputs an output voltage 8 stabilized through smoothing filters 13, 14. In a feedback control system of this device, the voltage 8 is inputted to a voltage detector 1 having a reference voltage 2, an adder 3 and an error voltage amplifier 4, thereby controlling the ON/OFF time of a pulse width modulator 5 for stabilizing the voltage. A current (g) of a smoothing inductor 13 is further detected by a current detector 21 in addition to the above feedback, and a loop for feeding back to the modulator 5 through a feedback path (h) is provided. In this manner, the phase delay of 180° produced at LC filters 13, 14 is compensated, thereby performing the widening of the control system.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]